

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-295728

(43)Date of publication of application : 20.10.1992

(51)Int.Cl.

G01H 5/00
G01H 17/00

(21)Application number : 03-060538

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 25.03.1991

(72)Inventor : HANEDA YOICHI
MAKINO SHOJI
KANEDA YUTAKA

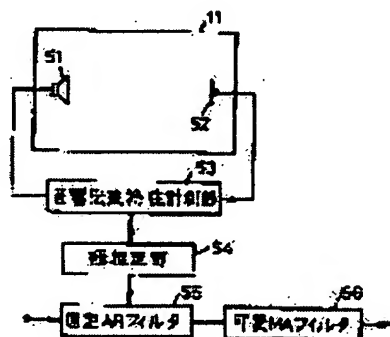
(54) METHOD FOR SIMULATING SOUND TRANSFER CHARACTERISTIC

(57)Abstract:

PURPOSE: To achieve the decrease in amount of operations and the like by using a plurality of measured sound transfer characteristics, estimating the physical pole of a object acoustic system, using the estimated pole as the fixed amount, and simulating the sound transfer characteristics in the acoustic system.

CONSTITUTION: A sound source 51 and a sound receiver 52 are arranged in a space 11 in a chamber which is an object. The sound transfer characteristic between the sound source 51 and the sound receiver 52 is measured with a sound-transfer-characteristic measuring part 53 using these parts. A plurality of the measured sound transfer characteristics are sent into a pole estimating part 54, and the physical pole is estimated based on the sound transfer characteristics.

The pole which is estimated in the estimating part 54 beforehand is supplied into a fixed AR filter 55. The pole simulating operation of the actual sound transfer characteristics is performed with the filter 55 and a variable MA filter 56 which is provided at the front stage or the rear stage of the filter 55. When the unknown sound transfer characteristics are estimated and applied on a simulating apparatus, the number of parameters required for the estimation can be reduced, and the reduction in amount of operation and the improvement of the estimating speed can be achieved.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

BEST AVAILABLE COPY

(51) Int.Cl.³G 0 1 H 5/00
17/00

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

8117-2G

C 8117-2G

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平3-60538

(22) 出願日 平成3年(1991)3月25日

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社
東京都千代田区内幸町一丁目1番6号

(72) 発明者 羽田 陽一

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日
本電信電話株式会社内

(72) 発明者 牧野 昭二

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日
本電信電話株式会社内

(72) 発明者 金田 豊

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日
本電信電話株式会社内

(74) 代理人 弁理士 草野 卓

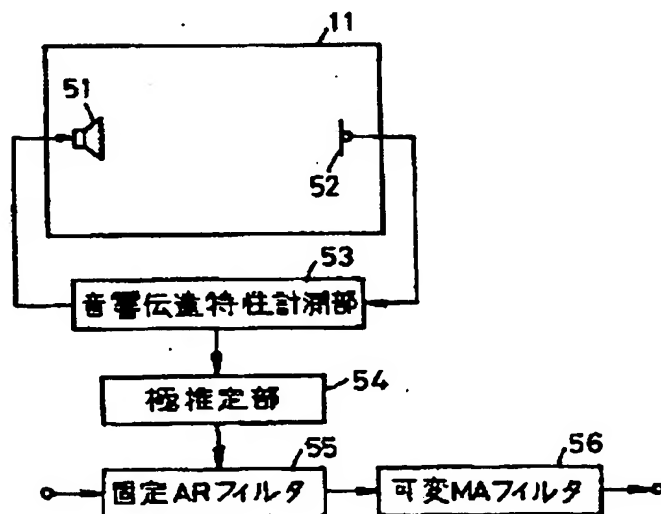
(54) 【発明の名称】 音響伝達特性模擬方法

(57) 【要約】

【目的】 可変のフィルタ次数を削減し、演算量を低減する。

【構成】 対象とする音響系11内でスピーカ51とマイクロホン52と配置位置を変更して複数の音響伝達特性を音響伝達特性計測部53で計測し、これら計測された複数の音響伝達特性を用いて音響系11の持つ極を極推定部54で推定し、その推定した極を固定量としてもつ固定ARフィルタ55を設け、この固定ARフィルタ55と直列に可変MAフィルタ56を接続し、これら両フィルタ55、56とにより音響系11の音響伝達特性を接続する。この音響系11内の音響伝達特性の変更に応じて可変MAフィルタ56のフィルタ計数のみを変更して対応させる。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項1】 音源から受音器に至る音響伝達特性を模擬する音響伝達特性模擬方法において、対象とする音響系内の複数の異なった位置に配置された音源および受音器を用いて複数の音響伝達特性を計測し、これら計測された複数の音響伝達特性を用いてその音響系の持つ極を推定し、その推定された極を固定量として持ちながら、その該音響系における音響伝達特性を模擬する、ことを特徴とする音響伝達特性模擬方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、音響エコーキャンセラ（反響消去装置）、音像シミュレータ、残響除去、騒音能動制御などの、音響伝達特性の模擬を必要とする音響装置、音響信号処理方式に用いられ、音源から受音器に至る音響伝達特性を模擬する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】音響伝達特性模擬方法とは、対象とする音響系（たとえば室内音場）内に置かれた音源から受音器に至る音響伝達特性を模擬する方法を意味する。この*

$$H(z) = Y(z) / X(z)$$

と表現される。この $H(z)$ は、同一室内空間内においても音源13と受音器14との空間的配置が異なればその特性が異なる。

【0004】音響伝達特性の模擬とは、前記信号の入出力関係である真の音響伝達特性 $H(z)$ を電気的フィルタなどを用いて模擬することである。図5Bはこれを説明する図である。フィルタ16の伝達特性は模擬伝達特性 $H'(z)$ であり、模擬伝達特性 $H'(z)$ が図5Aの真の音響伝達特性 $H(z)$ と等しいとき、図5Aの入力端14の信号 $X(z)$ と同じ信号をフィルタ16の入力端17に入力すれば、模擬伝達特性 $H'(z)$ を持つ※

$$H'_{na}(z) = \sum_{n=0}^N h'_n z^{-n}$$

と表現される。(2)式で表される伝達特性をフィルタとして実現したものを以降MAフィルタと呼ぶ。また、(2)式における h'_n はMA係数と呼ばれ、 N はMAフィルタ次数と呼ぶことにする。MAフィルタは、具体的には、FIRフィルタを利用して実現することが可能である。

★40

$$y'(t) = \sum_{n=0}^N h'_n x(t-n)$$

と表されることが知られている。図5Cは、MAフィルタを利用した音響伝達特性模擬方法を説明する図である。MAフィルタ19はフィルタ係数として h'_n を持つ。真の音響伝達特性 $H(z)$ のインパルス応答を $h(t)$ と表した時、良く知られているように、 $h'_n = h(n)$ と定めれば、誤差最小の模擬が実現される。

【0009】ところで、MAフィルタを用いて音響伝達

(2)

(2) *明細書では、対象とする音響系の伝達特性を真の音響伝達特性 $H(z)$ で表し、音響伝達特性模擬方法によって模擬される伝達特性を模擬伝達特性 $H'(z)$ と呼ぶ。また、信号は離散信号であると仮定して以降の説明を行なうが、信号が連続信号である場合にも全く同様の議論が成立する。離散信号において、信号の時間表現は、時間を表す整数パラメータ t で例えば $x(t)$ と表現され、またその周波数表現は z 変換を用いて $X(z)$ と表される。

10 【0003】図1Aは、室内に於ける真の音響伝達特性 $H(z)$ について説明する図である。室内空間11内に音源（例えばスピーカ）と受音器（例えばマイクロホン）13とを配し、入力端14に信号 $X(z)$ を入力して音源12から前記信号 $X(z)$ を出力すれば、前記信号 $X(z)$ は室内空間11内の真の音響伝達特性 $H(z)$ の影響を受けて受音器13に達する。受音器13において受音された信号 $Y(z)$ は出力端15から出力される。真の音響伝達特性 $H(z)$ は入力端14に入力される入力信号 $X(z)$ に対する出力端15における出力信号 $Y(z)$ の入出力関係を記述するものであり、

(1)

※フィルタ16を通して出力端18に出力される出力信号 $Y'(z)$ は図5Aの出力端15の信号 $Y(z)$ と等しくなる。

【0005】従来最も広く利用されている音響伝達特性模擬方法は、真の音響伝達特性 $H(z)$ をMA(Moving Average)モデル、または全零モデルと呼ばれるモデルであると仮定して模擬する方法である。MAモデルを利用する場合には、模擬伝達特性 H'

【0006】

【数1】

(2)

★【0007】MAフィルタを用いた場合の時間領域における入出力関係は、入力信号を $x(t)$ 、出力信号を $y'(t)$ とすると、MA係数 h'_n を用いて、

【0008】

【数2】

特性 $H(z)$ の模擬を行なう場合、一般に対象となる室内の残響時間に対応したフィルタ次数を要し、装置規模が大きくなる欠点を持つ。また、音源と受音器との位置が変化し、真の音響伝達特性が変動した場合には、全てのMAフィルタ係数を変更しなければならないという問題が生じる。この問題は、高速に未知の音響伝達特性を推定し模擬する必要がある音響エコーキャンセラなどに

おいては、疑似反響路の全ての係数を推定し直すことに相当し、音響伝達特性変動による反響消去量の低下、全ての係数適応による遅い収束という深刻な問題となる。

【0010】次に、真の音響伝達特性をARMA (Autoregressive Moving Average) モデルまたは極零モデル (pole-zero *

*model) と呼ばれるモデルであると仮定して模擬を行う第2の従来方法について説明する。ARMAモデルを利用する場合には、模擬伝達特性 $H'_{11}(z)$ は、

【0011】

【数3】

$$H'_{11}(z) = \frac{\sum_{n=0}^q b'_n z^{-n}}{1 + \sum_{n=1}^p a'_n z^{-n}} \quad (4)$$

$$C \prod_{i=1}^q (Z_{p,i} - z)$$

(5)

$$\prod_{i=1}^p (Z_{p,i} - z)$$

と表現される。(4)式または(5)式で表される伝達特性 $H'_{11}(z)$ をフィルタとして実現したものを以降ARMAフィルタと呼ぶ。さらに、(4)式および(5)式の分母を $A'(z)$ 、分子を $B'(z)$ とそれぞれ表した時、 $B'(z)$ で表される伝達特性をフィルタとして実現したものをMAフィルタと呼ぶ。 $B'(z)$ は、前記MAモデルに基づいた(2)式の表現と同一形式であるので、特に混乱がない限り同一の呼称とする。また、 $1/A'(z)$ で表される伝達特性をフィルタとして実現したものをARフィルタと呼ぶ。さらにこの明細書においては、 $A'(z)$ の特性、または $(1 - A'(z))$ の特性を実現したフィルタもARフィルタと呼ぶことにするが、これらは $A'(z)$ 型のARフィルタ、 $(1 - A'(z))$ 型のARフィルタと呼んで区別する。また、(4)式における a'_n はAR係数、 b'_n はMA係数と呼び、 a'_n および b'_n を併せて※

※ARMA係数と呼ぶ。さらに、 P はARフィルタ次数、 Q はMAフィルタ次数と呼ぶ。(5)式は(4)式の分母分子の多項式をそれぞれ因数分解した形で表現したものであって、 $Z_{p,i}$ は伝達特性 $H'_{11}(z)$ を零とするため零点、 $Z_{q,i}$ は伝達特性 $H'_{11}(z)$ を無限大とするため極とそれぞれ呼ばれる。このARMAフィルタは、具体的に、IIRフィルタを利用して実現することが可能である。

【0012】(4)式、(5)式の関係から明らかなように、極はAR係数に、零点はMA係数にそれぞれ一対一に対応している。ARMAフィルタを用いた場合の時間領域における入出力関係は、入力信号を $x(t)$ 、出力信号を $y'(t)$ とすると、AR係数 a'_n とMA係数 b'_n を用いて、

【0013】

【数4】

$$y'(t) = \sum_{n=1}^p a'_n y'(t-n) + \sum_{n=0}^q b'_n x(t-n) \quad (6)$$

と表せることが知られている。さて、(4)式および(5)式で表される模擬伝達特性は、 $H'_{11}(z) = B'(z)/A'(z) = B'(z)(1/A'(z))$ のように表すことができる。従って、ARMAフィルタを用いて音響伝達特性の模擬を行なうときの構成例は図5Dに示すように表せる。つまり $1/A'(z)$ の特性を持つARフィルタ21と、 $B'(z)$ の特性を持つMAフィルタ22とを直列に接続したものとなる(図において、ARフィルタ21とMAフィルタ22とを入れ替えても等価に模擬が行なえる)。

【0014】次に、真の音響伝達特性 $H(z)$ を良好に模擬するために必要なARMA係数 a'_n 、 b'_n を得る方法について説明する。第1の方法として零点と極との値よりARMA係数を得る方法、また第2の方法とし

て入出力関係からWiener-Hopfの正規方程式などを用いてARMA係数を計算する(以降、入出力関係からARMA係数を計算することをARMAモデル化と呼ぶ。)方法などがある。以下、それぞれの方法について説明する。

【0015】第1の方法は、零点の数を Q 、極の数を P 、零点の z 平面上での各位置を $Z_{q,i}$ ($i=1, 2, 3, \dots, Q$)、極の各位置を $Z_{p,i}$ ($i=1, 2, 3, \dots, P$)とした時に、その各値が音響理論などにに基づき知ることが可能な場合に、それらの値を(5)式に値を代入し、(4)式の形に展開してAR係数 a'_n とMA係数 b'_n とを決定する方法である。しかし、多くの実際の室内の場合、極と零点の値を知ることは困難である。

【0016】第2の方法は、先ず対象とする音響系内に

5

(4)

(4)

6

置かれた音源と受音器において、音源に与える入力信号 $x(t)$ に対する受音器での出力信号 $y(t)$ を観測する。ここで、入出力関係は(6)式のように記述されると仮定する。また、零点の数 Q と極の数 P は模擬すべき伝達特性や必要とされる模擬精度を考慮してあらかじめ決定する。今、仮定したARMAフィルタの出力信号*

$$e(t) = y(t) - y'(t) \quad (7)$$

の自乗誤差の期待値が最小になるようなARMA係数を求めることを考えると、良く知られているWiener-Hopfの正規方程式を解く方法が適用できる。今、(6)式を用いて(7)式の自乗誤差の期待値は、期待*

$$e = E(e(t))^2 = E\left(y(t) - \sum_{n=1}^P a'_n y'(t-n) - \sum_{n=0}^Q b'_n x(t-n)\right)^2 \quad (8)$$

と表せる。 e を a'_n ($n=1, 2, 3, \dots, P$)、 b'_n ($n=0, 1, 2, 3, \dots, Q$) で偏微分したときの全ての導関数が同時に零になるとき、自乗誤差の期待値は最小となる。しかし、(8)式において $y'(t)$ の値は a'_n 、 b'_n の値が決定した後でないと求められないので $y'(t)$ を真の出力信号 $y(t)$ に置き換えて★

$$\frac{\partial e}{\partial a'_n} = 2 E \left(y(t)y(t-n) - \sum_{m=1}^P a'_m y(t-m)y(t-n) - \sum_{m=0}^Q b'_m x(t-m)y(t-n) \right) \quad (n=1, 2, 3, \dots, P)$$

$$\frac{\partial e}{\partial b'_n} = 2 E \left(y(t)x(t-n) - \sum_{m=1}^P a'_m y(t-m)x(t-n) - \sum_{m=0}^Q b'_m x(t-m)x(t-n) \right) \quad (n=0, 1, 2, \dots, Q) \quad (9)$$

となる。これらが同時に零になるよう連立方程式(正規方程式)を解けばARMA係数 a'_n 、 b'_n の値を求めることができる。以上述べた正規方程式を使用する以外にも、逐次推定アルゴリズムであるRLS、LMS、学習同定法などを用いても自乗誤差最小の模擬を行うARMA係数の決定を行なうことができる。

【0019】ARMAフィルタを用いて音響伝達特性の模擬を行なう第2の従来方法はMAフィルタのみを用いる第1の従来方法に比べて、フィルタ次数が小さくなるという長所がある。即ち、(2)式における N と(4)式における P 、 Q を用いると $P+Q < N$ の関係が一般に成立し、演算量が削減できるため装置規模が縮小できる

* $y'(t)$ と真の出力信号 $y(t)$ との差がある意味で最小になれば、ARMAフィルタによる音響伝達特性の良好な模擬が実現できたと考えられる。ここで、ARMAフィルタの出力信号 $y'(t)$ と真の出力信号 $y(t)$ との差

※値を E で表すと
【0017】
【数5】

★自乗誤差期待値の最小化を行なう(この方法は式誤差最小と呼ばれる一般的な方法である)。(8)式の a'_n 、 b'_n の導関数は
【0018】
【数6】

という利点がある。しかし、第2の従来方法においても第1の従来方法の場合と同様に、音源と受音器の位置の変化に対し、全てのARMA係数を変更しなければならないという問題点がある。また、AR係数とMA係数の両方を推定する方法は、MA係数のみの推定に比べてある程度の収束速度を確保しようとする複雑な推定法が必要となるということが大きな問題となる。

【0020】図6Aに適応型MAフィルタ(FIRフィルタ)を用いた従来の音響エコーキャンセラ(以下、エコーキャンセラと略称する)の構成を示す。拡声電話系などにおいて、受話信号入力端23からの受話信号がスピーカ24から再生されその再生された受話信号がマイ

クロホン25で受信され、送話信号として送話信号出力端26へ送出されること(音響エコー)を防止するためにエコーキャンセラが用いられた。そのために、適応型MAフィルタ27を用いて音響伝達特性模擬回路28を構成し、スピーカ24からマイクロホン25までの室内音響伝達特性 $H(z)$ を模擬し、その入力端23の受話信号を音響伝達特性模擬回路28を通して擬似エコーを作り、これにより信号減算部29においてマイクロホン25で受信された音響エコーを消去する。この室内音響伝達特性 $H(z)$ はマイクロホン25の移動などによって変化するため、適応型フィルタを用いて逐次推定・模擬の適応動作を行う必要がある。

【0021】しかし、適応型MAフィルタ27を用いたエコーキャンセラは、前述したようにフィルタ次数が大きいため装置規模が大きくなってしまふことや、音響伝達特性の変動に対し全てのフィルタ係数を適応し直す必要があるといった欠点を有す。図6Bは直並列型構成の適応型ARMAフィルタを用いた従来の音響エコーキャンセラの構成を示す。この場合、音響伝達特性模擬回路28は $(1-A'(z))$ 型の適応型ARフィルタ31と適応型MAフィルタ32とを用いて直並列型構成のARMAフィルタとして構成されている。このARMAフィルタは、(6)式右辺の $y'(t)$ を $y(t)$ としたときのARMAフィルタの出力を得るための構成として説明され、ARフィルタ31は $(1-A'(z))$ の特性を持つARフィルタで構成されている。また、ここで示した直並列型のARMAフィルタの代わりに、図7Aに示すように $1/A'(z)$ の特性を持つARフィルタ33とMAフィルタ32との並列型構成として知られるARMAフィルタを用いてもエコーキャンセラを構成することが可能である。

【0022】これらの適応型ARMAフィルタを用いた構成は、適応型MAフィルタ27のみを用いた構成に比べて、一般に、フィルタの次数が削減でき、演算規模が低減できるという長所がある。しかし、MA係数とAR係数とを同時に、実時間で推定するアルゴリズムは複雑であるため、現時点では、実用的利用はなされていない。

【0023】音像シミュレータとは、ヘッドフォン受聴時において、任意の位置に音像定位を実現する装置である。図7Bおよび図7Cを用いてその原理を説明する。図7Bにおいて、スピーカ34に信号 $X(z)$ を供給すると、スピーカ34からの音響信号は、受聴者35の左右の耳に、スピーカ34から各耳までの音響伝達特性 $H_R(z, \theta)$ 、 $H_L(z, \theta)$ を経て到達する。即ち、受聴者35は右耳で信号 $H_R(z, \theta)X(z)$ 、左耳で信号 $H_L(z, \theta)X(z)$ を聞くことになる。この音響伝達特性 $H_R(z, \theta)$ 、 $H_L(z, \theta)$ は頭部伝達関数と呼ばれているもので、左右の聞こえの差、即ち、 H_R と H_L との違いは、人間が音源方向を知覚する

ための重要な要因となっている。

【0024】以上のことより、従来の音像シミュレータは図7Cに示すように構成される。信号 $X(z)$ を定位フィルタ36、37をそれぞれ通じて受聴者35の左、右のヘッドフォン38、39に供給する。音像シミュレータにおいて、定位フィルタ36および37には、それぞれ模擬された頭部伝達関数 $H'_R(z, \theta)$ および $H'_L(z, \theta)$ の特性を与える。この時、受聴者35は右耳で信号 $H'_R(z, \theta)X(z)$ 、左耳で信号 $H'_L(z, \theta)X(z)$ を聞くことになる。伝達関数の模擬が十分な精度で行われているとすると、 $H'_R \approx H_R$ 、 $H'_L \approx H_L$ となり、この結果は図7Bで説明した受聴条件と同一となって、ヘッドフォン38、39で受聴している受聴者35は、 θ 方向に音源があるものと知覚する。以上が音像シミュレータの原理である。

【0025】以上説明した頭部伝達関数は当然のことながら音源の方向 θ によって大きく変化する。そこで、いろいろな方向に音像を定位させるためには、数多くの方向に対して頭部伝達関数を測定し蓄積しておく必要があり、蓄積すべきデータの量が多いことがこの種装置を使用していくうえでの問題点となっている。ここで、頭部伝達関数を決定する物理的要因を考察すると、音源から各耳までの距離の差に基づく遅延差、頭部による音波の回折効果、および外耳、外耳道による共振があげられる。これらのうち、遅延差および回折効果は音源方向によって変化するが、共振の効果、即ち、共振特性を決定する外耳・外耳道の持つ物理的極の値は基本的には不変であると考えられる。従来の音響伝達特性模擬方法で定位フィルタ36、37を構成すると、音響伝達関数の蓄積データ量が著しく多くなる問題があった。

【0026】図8Aに従来の残響除去装置を示す。室内空間11内に配された音源41から放射された信号 $X(z)$ は、それぞれ室内音響伝達特性 $H_1(z)$ 、 $H_2(z)$ の影響を受けて、受音器42、43で受信される。この時、受信信号は、信号 $H_1(z)X(z)$ 、 $H_2(z)X(z)$ と表される。このように信号が室内音響伝達特性の影響を受けることを、通常は、「残響が付加された」と呼んでおり、残響除去装置の目的は受信された信号から原信号 $X(z)$ を復元することにある。

【0027】従来各種の残響除去装置が提案されているが、図8Aに示したものは文献(M. Miyoshi and Y. Kaneda: "Inverse filtering of room acoustics," IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Proc., Vol. ASSP-36, No. 2, pp. 145-152 (1988))に示された方法に基づいて構成されたものである。この方法によれば、 $H_1(z)$ 、 $H_2(z)$ が計測可能でMAモデルとして表現できるなら、以下の方程式を満たすMAフィルタ $G_1(z)$ 、 G_2

(z)が存在する。

【0028】

$$G1(z)H1(z) + G2(z)H2(z) = 1 \quad (10)$$

従って、上記の関係を満たすMAフィルタの特性 $G1(z)$ 、 $G2(z)$ を $H1(z)$ 、 $H2(z)$ を用いて計算し、これら特性をそれぞれ残響除去MAフィルタ44、45に与え、これらMAフィルタ44、45に受信*

*器42、43の出力をそれぞれ供給し、MAフィルタ44、45の出力を加算器46で加算するとその加算出力信号 $Y(z)$ は

$$\begin{aligned} Y(z) &= G1(z)H1(z)X(z) + G2(z)H2(z)X(z) \\ &= (G1(z)H1(z) + G2(z)H2(z))X(z) \\ &= X(z) \end{aligned} \quad (11)$$

となって、残響の除去された原信号 $X(z)$ が回復される。

【0029】しかし、この方法の問題点は、 $H1(z)$ 、 $H2(z)$ を用いて $G1(z)$ 、 $G2(z)$ を求める際の演算量が多く、その量は $H1(z)$ および $H2(z)$ の次数(2)式の N に対応)の自乗に比例して増加するという点にある。

【0030】

【課題を解決するための手段】この発明によれば対象とする音響系内の複数の異なった位置に配置された音源及び受信器を用いて複数の音響伝達特性を計測し、これら計測された複数の音響伝達特性を用いて対象とする音響系の持つ物理的極を推定し、この推定された極を固定量として持ちながら、その音響系内における音響伝達特性を模擬する。

【0031】これによりこの発明は、エコーキャンセラなど音響伝達特性を逐次模擬する装置の演算量低減なら※

$$H'_j(z) = B'_j(z) / A'_j(z)$$

と表される。ここで、まず、ARMAモデル化の手法を用いれば複数の音響伝達特性から物理的極が推定できることを、実験例に基づいて説明する。実験においては、物理的極が既知である音響系内の、複数の音響伝達特性 $H_j(z)$ ($j=1, 2, 3, \dots, k$)を用意する(ここでは k 個のシミュレートされた音響伝達特性を考える)。次に、各音響伝達特性 $H_j(z)$ の入出力関係からARMA係数 $a'_{j,1}$ 、 $b'_{j,1}$ をそれぞれ前述したWiener-Hopfの正規方程式を用いて計算する。次に、求めたAR係数 $a'_{j,1}$ を用いて、(4)式の分母多項式を因数分解することで、(5)式に対応する極 $z_{j,1}$ ($j=1, 2, \dots, k$)が計算される。

【0032】図8Bに単一の音響伝達特性のみから計算された極と物理的極とを比較した図を示す。有効帯域は40Hzから110Hzであり、低域及び高域はフィルタにより除去されている。図の縦軸は極を

【0033】

【数7】

$$z_p = r_p e^{-i\theta_p}$$

と複素表示したときの r_p であり、横軸は周波数(ω 、 $/2\pi$)を表す。図において○印は計算された極、+印は既知の物理的極を表している。この図から、一つの伝達特性のみからでは、十分な物理的極の推定が行なえ

10 ※びに適応推定性能の向上を実現し、また、複数の音響伝達特性を蓄積する際の蓄積量の削減をはかることができる。この発明の音響伝達特性模擬方法は、同一音響系内における音響伝達特性には、その音響系固有の極(その音響系の持つ共振周波数とそのQ値に対応している。以降これを物理的極と呼ぶ)が共通的に含まれているという音響学的知見に基づいている。しかし、実際には、個々の音響伝達特性においてこの物理的極の寄与量は大きく異なっており、単一の音響伝達特性のみからこれを観測・推定することは困難である。そこで、この発明においては、音響伝達特性をARMAモデルであると仮定して、複数の音響伝達特性から物理的極を推定し、推定した物理的極を固定量として音響伝達特性の模擬を行う。この発明によれば、複数の模擬音響伝達特性 $H'_j(z)$ ($j=1, 2, \dots, k$)は推定した物理的極を持つ特性 $A'_j(z)$ と、音源と受信器の配置によって異なる特性 $B'_j(z)$ とにより、

$$H'_j(z) = B'_j(z) / A'_j(z) \quad (j=1, 2, \dots, k)$$

ず、また、物理的極以外の極も誤推定していることが分かる。

【0034】次に、 $k=50$ として、50個の音響伝達特性それぞれにおいて計算した極を重ね書きした図を図9Aに示す。この図は図8Bと同様に、縦軸は r_p で、横軸は周波数を表す。さらに、図9Aにおいて計算された極が数多く集中している点を抜き出して、これを物理的極の推定結果として、図9Bに○印で表す。図9Bにおいて既知の物理的極を+印で表す。この図9Bから、両極はほぼ一致しており、複数の音響伝達特性に対してARMAモデル化の手法を用いれば、良好な物理的極の推定が行えることが理解できる。

【0035】

【実施例】図1にこの発明による音響伝達特性模擬方法を示す。対象となる室内空間、11内には音源51と受信器52とが配され、これらを用いて音響伝達特性計測部53で音源51と受信器52との間の音響伝達特性を計測する。この場合、複数の異なる位置関係に音源51と受信器52とを配置し、複数の音響伝達特性 $H_j(z)$ ($j=1, 2, 3, \dots, k$)を計測する。具体的には例えばインパルス応答を計測することでこの $H_j(z)$ を得る。次に計測した k 個の音響伝達特性 $H_j(z)$ を極推定部54に送り、その k 個の音響伝達特性

$H_i(z)$ から物理的極を推定する。

【0036】ここで、物理的極を推定する具体的方法について説明する。第1の方法は、各伝達特性 $H_i(z)$ に対しそれぞれのARMA係数を求め、そのAR係数を因数分解して極を求め、集中度から物理的極を推定するという、図9A、Bで示した方法である。しかし、この方法は、集中度を決める基準値を試行錯誤によって求める必要があるため、必ずしも簡便な方法とは言えない。

【0037】以下に、物理的極を直接求めるのではなく、極の情報と等価なAR係数の形で物理的極を推定す*

$$a_{av'} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k a'_{j,n} \quad (12)$$

の平均操作を施して、平均AR係数 $a_{av'}$ を求め、これを極推定量とする方法である。この方法は極推定のための演算が簡便であることが特徴である。また、第3の極推定方法は、各音響伝達特性 $H_i(z)$ に対して計算された各AR係数をMA係数に展開した後、MA係数として平均操作を行い、その結果を再度AR係数に戻した※20

$$\frac{1}{A_{av'}(z)} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \frac{1}{A'_{j,i}(z)} \quad (13)$$

この第3の極推定方法は、第2の極推定方法と比較して、演算量は増加するが、推定誤差が少ないことが期待される。次に、第4の極推定方法について説明する。この方法は、複数の音響伝達特性が共通の極（即ちAR係数）を持つことを仮定して、複数伝達特性の入出力関係★

$$y'_{j,i}(t) = \sum_{n=0}^j a'_{j,i,n} y'_{j,i}(t-n) + \sum_{n=0}^0 b'_{j,i,n} x(t-n) \quad (14)$$

$$(j=1, 2, \dots, k)$$

と表す。模擬出力 $y'_{j,i}(t)$ と真の出力 $y_{j,i}(t)$ との差が全体として最小となるように正規方程式や逐次推定アルゴリズムを用いて共通なAR係数 $a_{av'}$ を推定する。ただし、問題の簡略化を図るために(14)式右辺の $y'_{j,i}(t)$ としては真の出力 $y_{j,i}(t)$ を使用する。今、真の各音響伝達特性 $H_i(z)$ の計測により各インパルス応答 $h_{j,i}(t)$ が既知である場合を考える。★

$$h_{j,i}(t) = \sum_{n=0}^j a'_{j,i,n} h_{j,i}(t-n) + \sum_{n=0}^0 b'_{j,i,n} \delta(t-n) \quad (15)$$

$$(j=1, 2, \dots, k)$$

と書ける。これを行列表現すると、

【0043】

(7)*る、第2、第3の極推定方法について説明する（極の情報とAR係数の等価性は先に説明したように、(4)式と(5)式の比較から理解される）。これらの方法は、複数の音響伝達特性が共通にもっている極が、複数の伝達特性に関する平均操作を行うことにより強調されることを利用した方法である。

【0038】この第2の極推定方法は、各音響伝達特性 $H_i(z)$ に対して計算された各AR係数 $a'_{j,i}$ に対し、

【0039】
【数8】

※ものを極推定量とする方法である。この方法により推定されたAR係数の持つ伝達特性 $A_{av'}(z)$ は、各音響伝達特性 $H_i(z)$ の分母項を $A'_{j,i}(z)$ と表した時、以下のように関係づけられる。

【0040】
【数9】

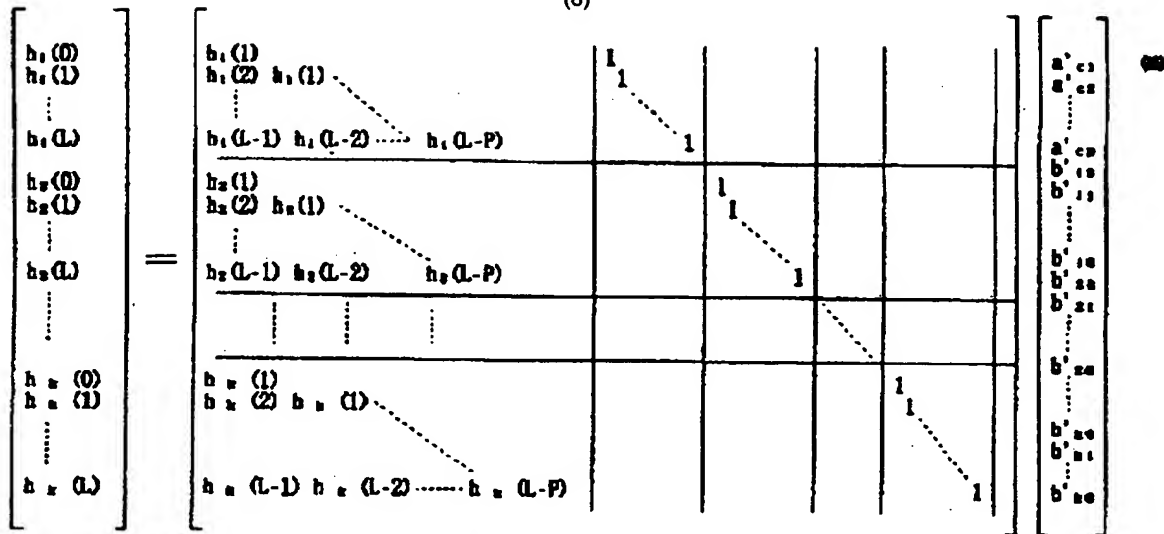
★から、個々のAR係数を求める事なく、直接的に極推定を行う方法である。具体的には、 k 個の模擬伝達特性の入出力関係を、共通なAR係数 $a_{av'}$ を用いて、

【0041】
【数10】

☆この時、入力信号 $x(t)$ はデルタ関数 $\delta(t)$ で表され、真の出力 $y_{j,i}(t)$ は $h_{j,i}(t)$ と表される。そして、模擬伝達特性の出力 $y'_{j,i}(t)$ が真の出力 $h_{j,i}(t)$ と一致しているとすると、

【0042】
【数11】

【数12】



となる。但し、 L は計算されたインパルス応答長を表す。(16)式は不能方程式であるので、(16)式を*

$$h^* = H^* \theta^*$$

と表した時、次式により最小自乗解を得ることができ

20※【0044】

※

$$\theta^* = \{ (H^*)^T H^* \}^{-1} (H^*)^T h^*$$

(17)

第4の極推定方法は(18)式によって求められたAR係数 a_i^* を推定値として用いる方法である。この方法は推定に使用する音響伝達特性の数が多い場合には、第2、第3の方法に比べて演算量が多くなるが、固定量としてAR係数 a_i^* を用いた場合に、最小誤差で音響伝達特性を模擬するためのMA係数も同時に計算できるという利点を持つ。この事は、前述した音像シミュレータのように、複数の既知の音響伝達特性を蓄積し模

30

擬使用するような応用に対しては大変有効である。
【0045】以上、4つの極推定方法の例について説明を行った。各方法にはそれぞれ長所、短所があり、実際の応用にあたってはそれに適した極推定方法を選択する必要がある。また、上記以外の極推定方法を用いてもよい。加えて、どのような極推定方法を用いたとしても、その結果として推定誤差(例えば極の推定値の誤差や、近接した値の複数の極を一つの代表的な極として推定する誤差)は発生するものであり、実効的にこの発明の効果を達成する極推定方法であれば、推定結果と物理的極が一致している必要はない。

40

【0046】さて、図1の極推定部54においてあらかじめ推定された極は、固定ARフィルタ55に供給される。この固定ARフィルタ55およびその前段または後段に設置された可変MAフィルタ56により実際の音響伝達特性の模擬動作は達成される(図では可変MAフィルタを後段に設置した例を示す)。音響伝達特性模擬装置の使用形態は、その適用例に応じて、次の2つの使用形態に大別できる。第1の使用形態は未知の音響伝達特性を推定し模擬するという、音響エコーキャンセラなど

50

満足する a_i^ 、 b_i^* は存在しないが、(16)式を

における使用形態である。第2の使用形態は、複数の既知の音響伝達特性を蓄積しておき、これらを必要に応じて読み出して模擬を行うという、音像シミュレータなどにおける使用形態である。

【0047】第1の使用形態に対しては、可変MAフィルタ56を適応フィルタとして音響伝達特性の推定を行いながら模擬を実行する。第2の使用形態に対しては、まず、固定AR係数を求めた後、各伝達特性 $H_i(z)$ に対して誤差最小で模擬を行うMA係数を各々計算し、蓄積しておく。具体的計算方法は、例えば、各伝達特性 $H_i(z)$ に対し(8)式においてAR係数を既知量として誤差最小のMA係数を各々計算すれば良い。あるいは、前述した第4の固定AR係数推定法を用いた場合は、各MA係数は固定AR係数と同時に求まるので、それを蓄積しておけば良い。そして、各音響伝達特性に対応するMA係数を必要に応じて呼び出して、可変MAフィルタ56に供給し、音響伝達特性の模擬を実行する。

【0048】以上述べたこの発明により、未知の音響伝達特性の推定・模擬を行う場合においては、あらかじめ固定ARフィルタ55の係数を求めておけば、MAモデルの可変量のみを推定すればよいことによる装置の縮小化、及び推定効率の向上が期待できる。また、音響伝達特性の蓄積・模擬を目的とした装置においては、一種類の固定AR係数を求めておけば複数の音響伝達特性に対してはMA係数のみを蓄積すれば良く、装置の経済化がなされる。

【0049】図6Bに示した直並列型構成のARMAフィルタを用いたエコーキャンセラの音響伝達特性模擬回

路28に、この発明を適用したエコーキャンセラの構成例を図2に示す。図2において図6Bと対応する部分に同一符号を付けてあり、適応型ARフィルタ31の代りに $(1-A^*(z))$ 型の固定ARフィルタ55が、適応型MAフィルタ32の代りに適応型MAフィルタ56が用いられる。固定ARフィルタ55には、音響伝達特性計測用スピーカ51、音響伝達特性計測用マイクロホン52、音響伝達特性計測部53、極推定部54を用いて、前述した方法により推定された極がAR係数として供給される。

【0050】図2に示したこの発明を適用した直並列型のエコーキャンセラと図6Bに示した従来の直並列型構成の適応型ARMAフィルタを用いたエコーキャンセラとを比べた場合、この発明を用いた構成においては、適応型ARフィルタ31が固定ARフィルタ55となっている事が大きな相違点である。その結果、この発明を用いた構成では、MA係数の推定のみを行えば良いため、学習同定法などの簡便なアルゴリズムの適用が可能であり、また、推定のための演算量も削減できる。また、この発明は、図7Aに示した並列型のARMAフィルタを用いたエコーキャンセラにも適用可能であり、同様の効果が得られる。

【0051】一方、図6Aに示した従来の適応型MAフィルタのみを用いたエコーキャンセラと比べた場合、この発明を用いたエコーキャンセラは、適応すべきフィルタ次数の大幅な削減が実現できる利点を持つ。次に、このことを実験により確認した結果を示す。実験には、この発明を用いたエコーキャンセラとして、図2に示した直並列型構成のエコーキャンセラを用いた。

【0052】実験は、室内音場（寸法6.7×4.3×3.1m：残響時間0.6秒）にて実測した60～800Hz帯域の室内音響伝達特性（インパルス応答）を用いたシミュレーションにより行った。受話信号には白色信号を用いた。この発明を用いたエコーキャンセラにおける固定ARフィルタ55の係数は、まずスピーカ51とマイクロホン52の位置を変化させて10箇所の音響伝達特性を計測し、それぞれの伝達特性に対して求めたAR係数の平均値をとるといふ、前述した第2の物理的極推定方法により求めた。シミュレーションを行う際には固定フィルタ係数を求める際使用した10個の音響伝達特性とは異なった音響伝達特性を使用した。適応アルゴリズムは学習同定法を用いた。

【0053】この発明を用いたエコーキャンセラにおける固定ARフィルタ55の次数P、適応型MAフィルタ56の次数Qは、それぞれP=250、Q=450とした結果、定常エコー消去量35dBが得られた。次に、適応型MAフィルタのみを用いた図6Aに示したキャンセラの次数Nを変化させて定常消去量を測定した。（Nを増加させると定常消去量は増加する）その結果、この発明を用いた場合と同様に35dBの定常エコー消去量

(9) を得るのに必要なフィルタ次数はN=800であった。

【0054】通常、適応フィルタリングのための演算量は固定フィルタリングのための演算量の数倍以上は必要となる。従って、同一の定常エコー消去量、換言すれば、同一精度の音響伝達関数の模擬を達成するために必要な適応フィルタの次数が、従来の適応型MAフィルタのみを用いた場合には800であるのに対して、この発明を用いた場合には450と削減でき、演算規模の大幅な削減が実現できることが確認できた。加えて、適応フィルタの次数が削減できればエコーキャンセラの性能上重要な収束速度の向上も行えることを次に示す。

【0055】図3Aに実験の結果得られたエコー消去収束特性を示す。図において、縦軸はエコー消去量（ERLE）、横軸は適応回数（iteration）を表し、曲線57はこの発明を適用したエコーキャンセラ（P=250、Q=450）のエコー消去収束特性であり、曲線58は適応型MAフィルタ（N=800）を使用した従来のエコーキャンセラのエコー消去収束特性を示す。この図より、両者の定常エコー消去量はほぼ同じ35dBであるが、収束速度（定常消去量に達するまでの速さ）はこの発明の音響伝達特性模擬方法を用いたエコーキャンセラの方が約1.5倍向上していることがわかる。

【0056】以上の結果より、物理的極を固定ARフィルタ55として持つこの発明の音響伝達特性模擬方法を適用したエコーキャンセラは、従来の適応型ARMAフィルタを用いた方法と比べて適応部の次数が少なく、また適応アルゴリズムも簡便である。一方、従来の適応型MAフィルタのみを用いたエコーキャンセラと同一の定常消去量を得ようとした場合、適応フィルタ次数が大幅に削減される。その結果、エコーキャンセラにおいて問題となっている装置規模の削減を改善することができ、また、エコーキャンセラのもう一つの大きな問題である適応推定時における収束速度に対しても改善することができる。

【0057】次にこの発明を適用した音像シミュレータの例を図3Bに示す。図において、図7Cと対応する部分に同一符号を付けてある。この例では固定定位ARフィルタ55と左、右のヘッドフォン38、39との間に可変定位フィルタ59、61をそれぞれ挿入し、フィルタ55及び59を図7Cに示した従来の音像シミュレータにおける定位フィルタ36として、フィルタ55及び61を定位フィルタ37として用いている。この音像シミュレータを動作させるためには、まず、必要な方向の数だけ頭部伝達関数を測定する。次に、計測された複数の頭部伝達関数から物理的極を推定し、AR係数としてそれを固定定位ARフィルタ55に供給する。次に、固定AR係数を用いた場合に最適となるMA係数を各々の方向に対して計算し、これを蓄積しておく。そして、所望の方向に音像定位を行う場合には、対応する方向のM

A係数を読みだし、それを可変定位MAフィルタ59および61に与えることにより、音像定位が実現される。

【0058】さて、この時、同一の精度で頭部伝達特性を模擬しようとする、音響エコーキャンセラにおける適用例の場合と同様に、図3Bに示したこの発明を適用した場合の可変定位フィルタ59、61の次数は、図7Cに示した従来の音像シミュレータにおける可変定位フィルタ36、37の次数にくらべて大幅に削減することができる。従って、蓄積すべき頭部伝達関数のデータ量も大幅に削減できる。

【0059】このようにこの発明を音像シミュレータに適用すれば、従来のこの種装置の問題点であった、音響伝達関数の蓄積データ量の問題を改善できるのみならず、物理的に固定的な量をシミュレータ内部においても固定量として取り扱うことで、より自然な音像定位感を与えることができる。この発明は、これまで説明してきた適用例のように、直接的に音響伝達特性の模擬を行う*

$$H1(z) = B'1(z) / A'(z) \quad (21)$$

$$H2(z) = B'2(z) / A'(z) \quad (22)$$

として表現される。それぞれのAR係数およびMA係数は例えば前述した第2の極推定法と(8)式により計算する。この時、 $B'1(z)$ および $B'2(z)$ の次数(4)式のQに対応)は、図8Aに示した従来法により $H1(z)$ 、 $H2(z)$ をMAモデルで表現した場合の次数Nに比べて大幅に低減されている。

$$\begin{aligned} Y(z) &= A'(z) \{ D1(z) H1(z) X(z) \\ &\quad + D2(z) H2(z) X(z) \} \\ &= \{ D1(z) B'1(z) + D2(z) B'2(z) \} X(z) \end{aligned} \quad (23)$$

となることより、

$$D1(z) B'1(z) + D2(z) B'2(z) = 1 \quad (24)$$

の関係を満たす特性 $D1(z)$ 、 $D2(z)$ のMAフィルタ62、63を求めれば $Y(z) = X(z)$ となって原信号が回復されることがわかる。この $D1(z)$ 、 $D2(z)$ は、(24)式と(10)式が同一の形式であるので、従来法と同様の方法で計算することができる。しかし、従来方法と比較したとき、 $B'1(z)$ および $B'2(z)$ の次数は、 $H1(z)$ 、 $H2(z)$ の次数に比べて大幅に低減されていることから、演算量の大幅な軽減が達成される。

【0062】以上の説明において、この発明により模擬された音響伝達特性は、残響除去フィルタの特性を求めるための計算過程において使用されており、その計算量削減に効果を発揮している。このように、この発明は、音響伝達特性を模擬する装置や回路として利用することのみならず、この発明に基づいて模擬(表現)された音響伝達特性を加工利用するさまざまな音響信号処理装置に適用し、その演算量やデータ蓄積量に関する改善を行うことができる。

【0063】

(10)*装置のみではなく、模擬された音響伝達特性を加工して利用するさまざまな音響信号処理手法に適用して、問題点を改善することができる。次に、そのような適用の例として残響除去装置にこの発明を適用した場合について説明する。つまり図8Aに示した残響除去装置において2つの音響伝達特性 $H1(z)$ 、 $H2(z)$ の共通部分を抽出することにより、表現される伝達特性の次数を低減するというこの発明の適用により、従来問題となっていた演算量が多いことを改善することができる。

10 【0060】図4に、図8Aの残響除去装置にこの発明を適用した例を示す。受音器42、43にそれぞれ第1および第2の残響除去MAフィルタ62、63の入力側が接続され、これらフィルタ62、63の出力は加算器64で加算されて第3の $A'(z)$ 型の残響除去ARフィルタ65へ供給される。この発明を適用することにより、音響伝達特性 $H1(z)$ 、 $H2(z)$ は共通のAR係数を持つARMAモデルにより

20※【0061】さて、図4において第3の残響除去フィルタ65は、上記により計算したAR係数 a' の値を係数として持つ $A'(z)$ 型のARフィルタであって、その伝達特性は $A'(z)$ となる。この時、出力 $Y(z)$ は(21)、(22)式の関係を用いて、

【発明の効果】以上述べたようにこの発明は、対象とする音響系の持つ物理的極を、その音響系内における複数の音響伝達特性から推定し、これをARフィルタの固定量として使用することを特徴とする音響伝達特性模擬方法である。この発明を、未知の音響伝達特性を推定し模擬する音響エコーキャンセラのような装置に適用すれば、推定に必要なパラメータ数(フィルタ次数)の削減を行うことができ、その結果、演算量の低減や推定速度の向上をはかることができる。また、この発明を、複数の既知の音響伝達特性を蓄積し模擬する音像シミュレータのような装置に適用すれば、蓄積に必要なパラメータ数の削減を行うことができ、その結果、蓄積すべきデータ量の削減をはかることができる。さらに、この発明に基づいて模擬(表現)された音響伝達特性は、これを演算の過程において使用するさまざまな音響信号処理装置に適用でき、その演算量やデータ蓄積量に関する改善を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

50 【図1】この発明の音響伝達特性模擬方法を説明するブ

ロック図。

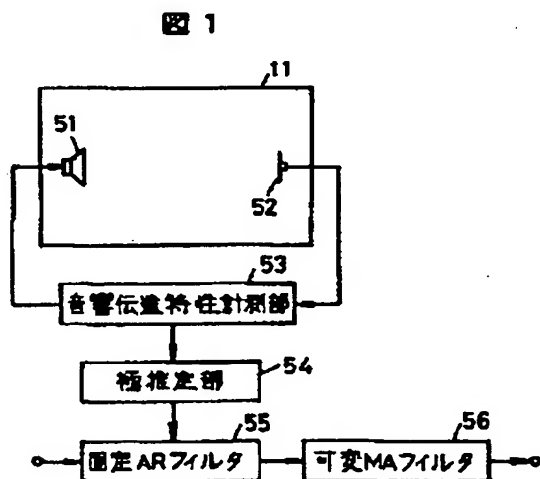
【図2】この発明を音響伝達関数模擬回路の構成に適用した直並列型構成のARMAフィルタを用いた音響エコーキャンセラの構成例を示すブロック図。

【図3】Aは従来の適応型MAフィルタを用いた音響エコーキャンセラとこの発明を適用したエコーキャンセラとのエコー収束特性を比較した図、Bはこの発明を適用した音像シミュレータの構成例を示すブロック図である。

【図4】この発明を適用した残響除去装置の構成例を示すブロック図。

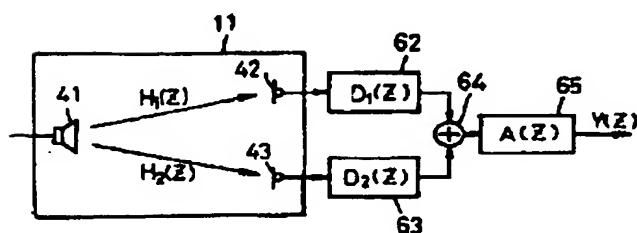
【図5】Aは音響伝達特性 $H(z)$ を説明する図、Bは音響伝達特性の模擬を説明する図、CはMAフィルタを用いた音響伝達特性模擬方法を示す図、DはARMAフィルタを用いた音響伝達特性模擬方法を示す図である。

【図1】



【図4】

図 4



【図6】Aは従来の適応型MAフィルタを用いた音響エコーキャンセラの構成を示すブロック図、Bは従来の直並列型構成の適応型ARMAフィルタを用いた音響エコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

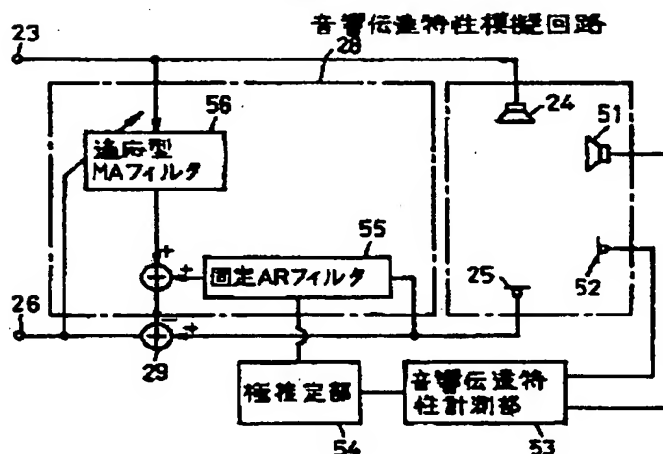
【図7】Aは従来の並列型構成の適用型ARMAフィルタを用いた音響エコーキャンセラの構成を示すブロック図、Bは音源と受聴者との関係を示す図、Cは従来の音像シミュレータを示すブロック図である。

【図8】Aは従来の残響除去装置の構成を示すブロック図、Bは単一の音響伝達特性から計算した極と物理的極とを比較した図である。

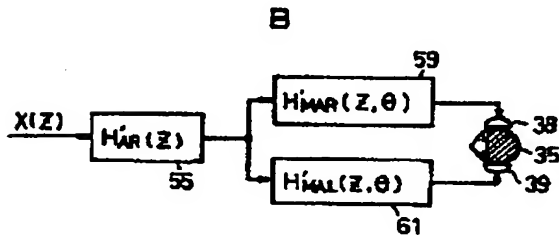
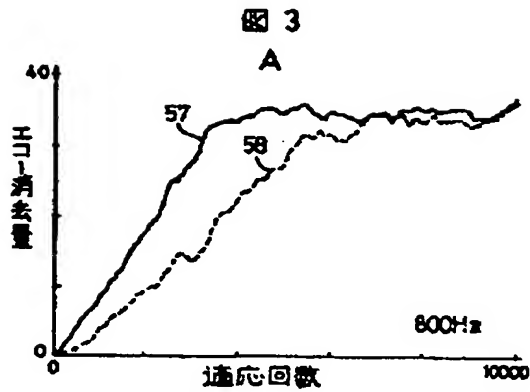
【図9】Aは50個の音響伝達特性から計算した極を重ね書きした図、Bは推定した物理的極と理論的に既知の物理的極とを比較した図である。

【図2】

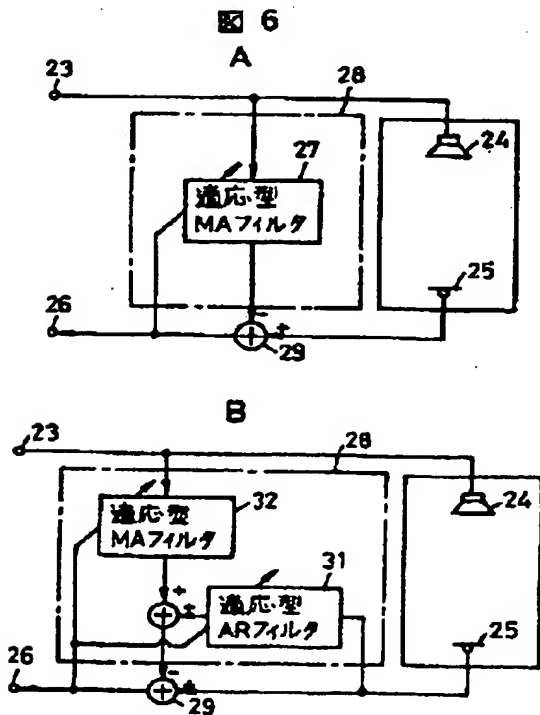
図 2



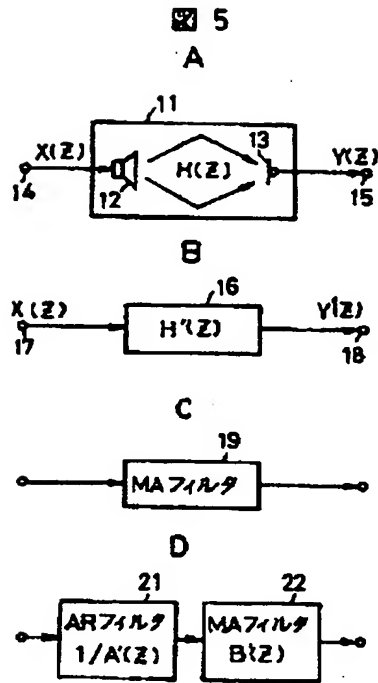
【図3】



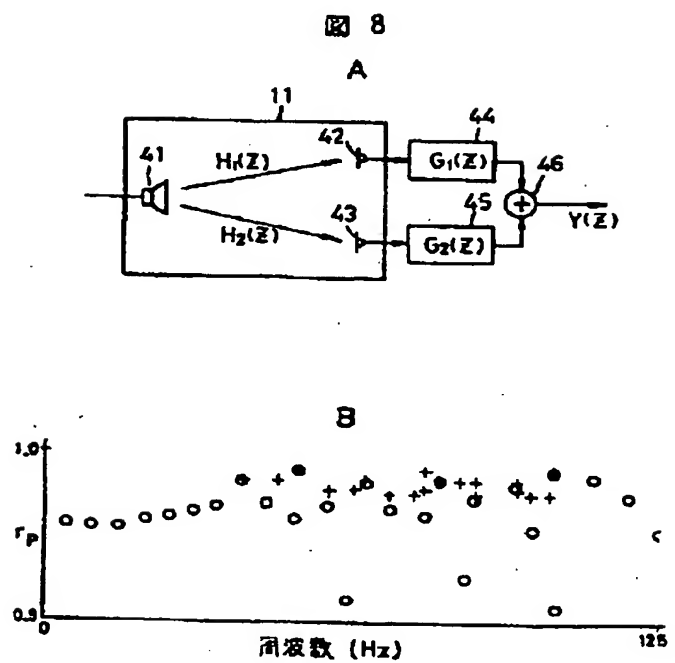
【図6】



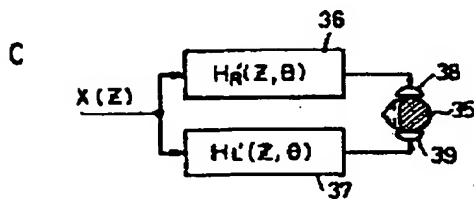
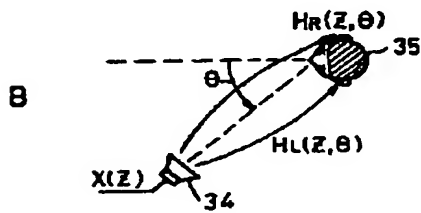
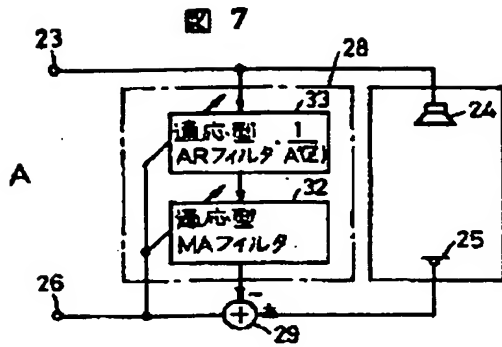
【図5】



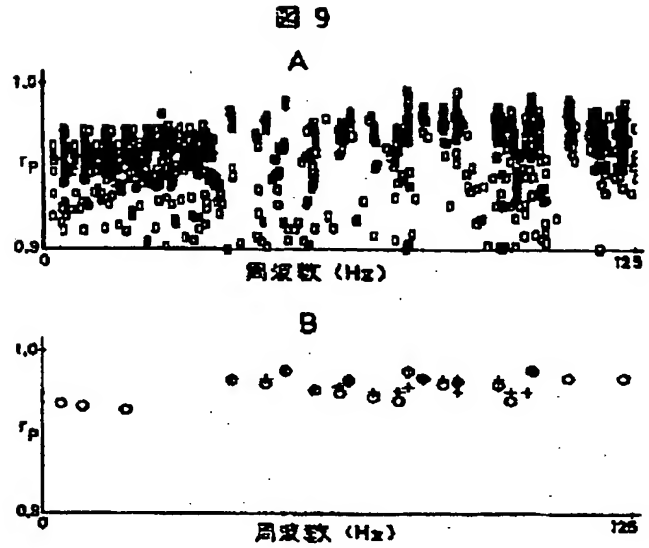
【図8】



【図7】



【図9】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.